

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 60-150359

(43)Date of publication of application : 08.08.1985

(51)Int.Cl.

H04L 27/00

(21)Application number : 59-005541

(71)Applicant : TOSHIBA CORP

(22)Date of filing :

18.01.1984

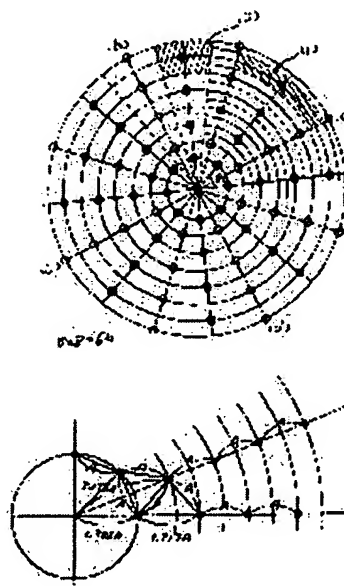
(72)Inventor : KAWASAKI TADAMICHI

(54) MODULATION SYSTEM OF DOUBLE SIDE BAND - ORTHOGONAL CARRIER WAVE

(57)Abstract:

PURPOSE: To suppress a peak power by placing a signal point arrangement on a signal space on a concentric circle, arranging the point on each circle at each  $\pi/4$ , and shifting in phase a signal point on an adjacent circle by  $\pi/8$  to attain high speed data transmission with excellent jitter resistance performance from a narrow band and make dense the signal point arrangement.

CONSTITUTION: A signal point is provided on a concentric circle at each  $\pi/4$  to the origin and the transmission power is decreased while keeping the phase jitter margin by shifting in phase by  $22.5^\circ$  each to arrange the signal point of an adjacent circle of the concentric circle. Then the signal point is arranged to decrease the deterioration of noise margin by assuming the distance between signals on a minimum circle (radius  $r_1$ ) as  $A$ , where  $A$  is the signal distance of the signal space, selecting the distance with the signal point on the next concentric circle (radius  $r_2$ ) as  $A$ , the distance with the signal point of the 3rd concentric circle (radius  $r_3$ ) as  $A$ ,  $r_{2n}=r_2+(n-1)A$  ( $n \geq 2$ ) for the radius of the circle of the even number order and  $r_{2n-1}=r_3+(n-2)A$  ( $n \geq 2$ ) for the radius of the circle of an odd number order.



BEST AVAILABLE COPY

---

**LEGAL STATUS**

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

## ⑫ 公開特許公報(A)

昭60-150359

⑮ Int. Cl.<sup>4</sup>

識別記号

庁内整理番号

⑬ 公開 昭和60年(1985)8月8日

H 04 L 27/00

E-7240-5K

審査請求 未請求 発明の数 1 (全6頁)

⑭ 発明の名称 両側波帯一直交搬送波変調方式

⑯ 特 願 昭59-5541

⑰ 出 願 昭59(1984)1月18日

⑱ 発 明 者 川 崎 忠 道 川崎市幸区小向東芝町1 東京芝浦電気株式会社総合研究所内

⑲ 出 願 人 株 式 会 社 東 芝 川崎市幸区堀川町72番地

⑳ 代 理 人 弁 理 士 則 近 憲 佑 外 1 名

## 明 細 書

## 1. 発明の名称

両側波帯一直交搬送波変調方式

## 2. 特許請求の範囲

(1) 各信号エレメントがMビットの情報を伝送するような両側波帯一直交搬送波変調システムの信号エレメントを信号空間で示す方式で、原点に対し同心円上に $\pi/4$ 毎に信号点をもうけ、 $r_1 < r_2 < \dots < r_N$  ( $2N/8 \geq (N \geq 2)$ )の半径を有する円上に、奇数番と偶数番円上での信号点角度を $\pi/8$ だけずらして配置する両側波帯一直交搬送波変調方式。

(2) 信号空間の信号間距離をAとし、最小円(半径 $r_1$ )の信号間距離をA、次の同心円(半径 $r_2$ )上の信号点との距離をAとし、かつ第3の同心円(半径 $r_3$ )の信号点との距離をAとし、以下偶数番目の円半径を $r_{2n} = r_2 + (n-1)A$  ( $n \geq 2$ )、奇数番目の円半径 $r_{2n-1} = r_3 + (n-2)A$  ( $n \geq 2$ )として、信号点を配置することを特徴とする特許請求の範囲第1項記載の両側波帯一直交搬送波変調方式。

(3) 信号エレメントが2M個でない情報を伝送する場合で、最外円上信号点を1つ又は複数おきに間引いて配置することを特徴とする特許請求の範囲第1項記載の両側波帯一直交搬送波変調方式。

## 3. 発明の詳細な説明

## 〔発明の技術分野〕

本発明は高速データ伝送に関し、特に両側波帯一直交搬送波変調方式に関する。

## 〔発明の技術的背景とその問題点〕

音声電話回線の狭帯域チャネルを用い、高速データ伝送を行なうモデムが普及しているが、更に速くかつ経済的なデータ伝送が情報量の増大により望まれるようになってきている。

この為、従来の位相変調方式等に対し、多値レベルを有する直交搬送波変調方式等が狭帯域高効率伝送方式として提案されている。この直交変調方式は搬送波又はパイロット信号なしで、受信信号から搬送波再生が行なえる利点を有するが、一方、多数の信号点が必要とされる為、雑音、位相ジッター等の回線特性劣化により誤り率が急速に

劣化する傾向がある。そこで上記劣化要因を考慮しつつ誤り率を最小にする最適な信号点配置を求める必要が生じていた。

#### 〔発明の目的〕

本発明の目的は狭帯域チャネルで高速のデータを伝送する直交変調方式において、位相ジッタ、同線雑音の両者に対し誤り率を少なくし最適に近い信号点配置を与える両側波帯一直交搬送波変調方式を提供することである。更に信号空間の配置について、原点付近の信号間距離を最適にすることにより、信号電力値を押さえる両側波帯一直交搬送波変調方式を提供するものである。

#### 〔発明の概要〕

直交搬送波変調方式の多値化の方法として、信号空間上の信号点配置を同心円上におく方法で、各円上には $\pi/4$ 毎に配し、更に隣接円では信号点の位相を $\pi/8$ ずらすようにして構成する変調方式、更に信号点に関しては所要最低信号間距離を保ちつつ最小のピーク電力により変調信号を伝送可能とする両側波帯一直交搬送波変調方式を構成する。

この送信信号により、1 サンプルT 当りM ビットの情報が伝送されるので、ビット伝送速度は $M/T$  (ビット/秒)となる。

送信信号をもう一つの別の形で表わすと、

$$X_i = \sum_k \operatorname{Re} \{ A_k^* H_{i-k} \} \cos W_c i T - \sum_k \operatorname{Im} \{ A_k^* H_{i-k} \} \sin W_c i T$$

但し、 $\operatorname{Im} \{ \}$  は $\{ \}$  の虚数部を示す。

この送信信号を実現する従来の変調回路が第1図に示されている。すなわち、T サンプル時間毎にM ビットのデータをレジスタ10に記憶し、M ビットの符号語に対して、信号空間にわりあてられた対応する信号配置に従う1対の振幅値を出力するロジック回路11を通して、複素信号値 $A(t)^*$ を得る。 $\operatorname{Re} \{ A(t)^* \}$ 、 $\operatorname{Im} \{ A(t)^* \}$  はD/A変換器12,13でD/A変換され、サンプリング・クロック $1/T$ でラッチパルス整形された後、低域フィルタ14,15により帯域制限され、同相成分は $\cos W_c t$ を変調する回路を経由し、又直交分は $\sin W_c t$ を変調する変調器を経て、両成分が加算され、所要の送信

#### 〔発明の効果〕

従つて本発明によつて、狭帯域から耐ジッタ性能の良い高速データ伝送が可能となる。又、信号点配置を密にすることによりピーク電力を抑圧し効率的な雑音に比較的強い伝送方式が提供出来る。

#### 〔発明の実施例〕

以下図面を参照しながら本発明を説明する。両側波帯直交搬送波伝送は搬送周波数 $W_c$ 、データサンプル $ndi$ は $1/T$  (サンプル/秒)のレートで到達し、この複素信号エレメントの信号空間表示を $A_i^*$   $i = 1 \sim N$   $N = 2^M$ で表わすと、送信信号は次の式で表現される。

$$X(t) = \operatorname{Re} \{ A(t)^* \otimes H(t)^* \cdot e^{j W_c t} \} \quad \otimes \text{は畳み込み積分}$$

但し $\operatorname{Re} \{ \}$ は $\{ \}$ の実部を表わす。

これを離散的な表現になおすと、

$$X_i = \operatorname{Re} \left\{ \sum_k A_k^* \cdot H_{i-k}^* \cdot e^{j W_c i T} \right\}$$

但し、 $H(t)$ はチャネルの帯域の半分のしや断周波数を有する低域フィルタのインパルス・応答特性を表わす。

信号が得られる。

今サンプルレート2400 Hz,  $M = 6$  ビットを想定すれば、ビットレート14.4 K6/Sのデータ伝送が行なえるが、例えば、信号点間隔を一定とする格子形配置で考えれば、第2図の様な星座で信号配置が従来実現されている。更に $N = 2^6 = 64$ ポイントの信号点を配置する他の方法として仰の信号点を仰のように再配置すれば、ピーク電力を減少させることもできる。この信号配置は信号エレメントに対する $S/N$ 比が各信号点で均等であり所要電力を小さく出来る反面、搬送波位相ジッタに対して不均等になる。

第2図の例のような信号配置に対し、伝送路を経た送信信号を受信、復調した場合、受信複素ベースバンド信号が信号空間でどの様な変動を受けているかを以下に簡単に示す。伝送路を含めた送信信号の信号処理は、例えば第6図の様になる。伝送路16を通つた後の受信信号は以下の式で表わされる。

$$Y(t) = \operatorname{Re} \{ A'(t)^* \otimes T(t)^* \cdot e^{j W_c t + j \theta(t)} \}$$

離散的表現では

$$\begin{aligned} Y_i &= \text{Re} \left\{ \sum_k A'_k \cdot T_{i-k} \cdot e^{j\omega_c i T} \cdot e^{j\theta_i} \right\} \\ &= \sum_k \text{Re} \{ A'_k \cdot T_{i-k} \} \cos(\omega_c \cdot i T + \theta_i) \\ &\quad - \sum_k \text{Im} \{ A'_k \cdot T_{i-k} \} \sin(\omega_c \cdot i T + \theta_i) \end{aligned}$$

但し、 $A'_i = A(i) \otimes H(i)$   $\otimes$  は畳み込み積分

$$A'_i = \sum_k A_k \cdot H_{i-k}$$

ここで  $H(i)$  はタイミング周波数の半分のしや断周波数を有する低域通過フィルタのインパルス応答である。この受信信号は復調器に入力され各々、直交、同相成分に分離される。今 VCO はオフセット等のゆるやかな位相変動には追従するとすれば  $\omega_c = \omega_c'$  とみなせるので復調ベース・バンド信号は以下の式で現わされる。

$$B(i) = A'(i) \otimes T(i) \cdot e^{j\theta(i)}$$

又は、 $B_i = \sum_k A'_k \cdot T_{i-k} \cdot e^{j\theta_i}$

電力を有する信号点間距離が位相マージンを決める。それで 40, 50 の等化器出力は A/D 変換器 28, 29 を通つてデジタル化され、同相分、直交分の符号とした後、ロジック回路 30 により、信号空間上の対応する n ビットの符号語として再生され、1/T サンプル毎にデータを出力するが、位相ジッタによつては誤まつたデータを再生することになる。

第 2 図で例えば復調器側での符号識別域を波線の様に設けた場合、搬送波位相ジッタでみると、信号点 1, 4 が最も余裕のない配置で、 $\frac{\theta_1}{2} \approx 8.13^\circ$  が位相ジッタの限界値となる。

高周波のデータ伝送回線を考える場合、多くは専用回線であると考えられるので、S/N については比較的確保されていると見え、伝送劣化の主要因の 1 つとして位相ジッタによる場合が多い。本発明はこれに関連して、信号点配置を送信電力を考慮しつつ位相ジッタに対し最も余裕を与える、信号点最適化に関するものである。

例えば位相ジッタに対して均等なジッタ余裕を

このベースバンド信号は伝送路 17, 18 によつて高域成分をしや断した後、等化器 40, 50 に入力され伝送路歪の等化を行なう。

等化器出力  $D(i)$  は、 $H(i)$  を理想的フィルタとして、

$$D(i) = C(i) \otimes B(i) = C(i) \otimes (A'(i) \otimes T(i) \cdot e^{j\theta(i)})$$

ところで十分等化器が収束した場合を考えると、

$$C(i) \otimes T(i) \approx 1$$

とみなせるので

$$D(i) \approx A'(i) \cdot e^{j\theta(i)} = A'(i) \cdot e^{j\theta(i)} ; H(i) \text{ 理想フィルタ}$$

$$\text{又は } D_i \approx A'_i \cdot e^{j\theta_i} = A'_i \cdot e^{j\theta_i}$$

よつて等化後のベースバンド信号は送信側の信号配置に対し  $e^{j\theta(i)}$  分の位相項を含むことになる。この項は位相ジッタによるもので応答速度の速い等化器を用いない限り打消することが困難な部分である。この項の信号空間における動作は第 2 図で示した様に、直交、同相軸の回転、つまり原点に対する信号点の位相回転を示すもので、ピーク

与える信号点配置として第 3 図のように星座を設ければ各点は  $45^\circ \text{p.p}$  のマージンを有するようになる。しかしこの場合のピーク電力、平均電力を考えると、最小信号点間距離を A とすれば、 $P_{\text{peak}} = 68.9A^2$ ,  $P_{\text{ov}} = 28.34A^2$  となる。第 2 図の格子形配置では  $P_{\text{peak}(1)} = 24.5A^2$ ,  $P_{\text{peak}(4)} = 20.25A^2$ ,  $P_{\text{ov}(1)} = 9.72A^2$  であるから、ピーク電力比で約 3.4 倍、平均電力比で約 3 倍もの差となるから、回転の S/N の余裕がかなりないことになり、望ましくない。更にこれを隣り合う円上の信号点を 4 点とし、 $45^\circ$  位相シフトして千鳥状に配置する方法もあるが、あまり改善されえない。実際の回線としては、およそ  $20^\circ \text{p.p}$  程度が位相ジッタの最大値ととれるので、配置としては  $45^\circ$  の更に半分の位相角度余裕を持たせれば十分であると見えるので、この点から円上を 16 分割し、送信電力の逆根をはかることが考えられる。

第 4 図は本発明にかかわる信号点配置を示すもので、同心円上の隣接円上の信号点は互いに  $22.5^\circ$  ずつ位相をシフトして配置することにより

位相ジッタ余裕を保ち、送信電力の低下をはかっている。第4図で接小信号点距離を $A$ とすると、 $P_{peak} = 25.73A^2$ 、 $P_{ov} = 12.13A^2$ で与えられ、格子形配置と比較すると、ピーク電力比で1.27、平均電力比で1.25であり雑音マージンの劣化は小さいと考える。又、位相ジッタ余裕で見ると、格子形の場合は約 $16^\circ p.p$ であるが、一方本方式によれば第4図で(II)の様に受信側識別範囲をもうけられると、 $45^\circ p.p$ の余裕がある。この(II)の識別域は雑音による劣化がほとんどない場合に適用できるもので、雑音が相加的に加わった場合を考えると、識別域の設定としては例えば第4図(II)の様に定めればよい。この(II)の識別の時には位相余裕は半分の $22.5^\circ p.p$ となるが、先程の格子形と比較して、かなりマージンを有することがわかる。

この8点千鳥同心円配置についてさらにその大きさについて詳細に示したのが第5図で、8点の配置としては図に示したものが最小の送信ピーク電力値(従つて最小の平均値)を現わす。送信レ

ベルに余裕があれば、当然この値より大きくともよく、例えば信号点配置の円半径を $r_1 = 2$ 、 $r_2 = 2.5$ 、 $r_3 = 3$ 、…等にとれるのは勿論である。

本実施例では $M = 6$ つまり64点の信号空間について示したが、その他の $2^M$ の場合についても同様に用いえるし、又 $2^M$ でない信号点数の場合でも、例えば $N=60$ では第4図で(a)、(b)、(c)、(d)点を間引く事により実現できる。

要するに本発明により、ピーク電力をおさえつつ、回線の位相ジッタに対する誤り特性劣化を防ぐ、有効な両側波帯直交変調方式が提供できる。

#### 4. 図面の簡単な説明

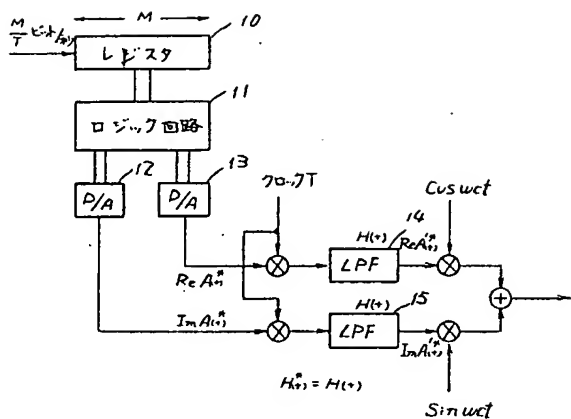
第1図は両側波帯直交変調ブロック図、第2図は従来の格子形信号配置図、第3図は8相信号配置図、第4、5図は本発明になる千鳥8相信号配置図、第6図は両側波帯直交搬送波信号復調ブロック図である。

10はnビット・レジスタ、11はロジック回路、14,15,17,18は低域ろ波器、12,13はA/Dコンバータ、40,50は等化器、19は $90^\circ$ 位相ジッタ、

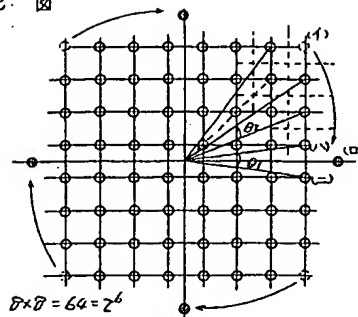
20は電圧制御発振器、21は位相制御回路、28, 29はA/Dコンバータ、30はロジック回路。

代理人 弁理士 則 近 憲 佑 (ほか1名)

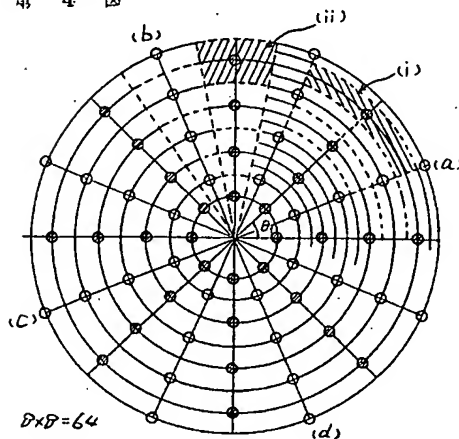
第 1 図



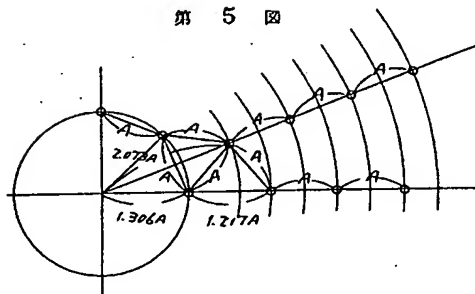
第 2 図



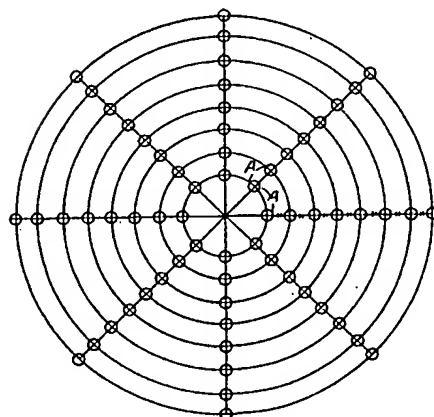
第 4 図



第 5 図



第 3 図



第 6 図

